



Получено: 18.07.2022 г. | Принято: 25.07.2022 г. | DOI: <https://doi.org/10.22184/1993-8578.2022.15.6.368.375>

Научная статья

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ КЛАССА G ДЛЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Е.В.Леонтьев¹, инженер, ORCID: 0000-0002-1477-3181 / leontiev_ev@spbstu.ru

А.С.Коротков¹, д.т.н., проф., ORCID: 0000-0001-8407-6528

Ю.А.Матвеев¹, руководитель лаборатории, ORCID: 0000-0003-3736-381X

Аннотация. В портативной и мобильной аппаратуре возрастают требования по эффективности, компактности и линейности усилителей мощности (УМ). Это особенно важно при передаче высокой мощности, когда УМ размещается в отдельном корпусе с собственным источником питания и системой охлаждения и вносит основной вклад в мощность потребления аппаратуры в целом. Для улучшения спектральной эффективности и помехозащищенности цифровых каналов связи широко используются OFDM-сигналы. Однако такие сигналы имеют высокое значение пик-фактора (PAPR – peak to average power ratio), что отражается на низкой эффективности типичного УМ класса АВ. Для увеличения КПД усилителя мощности используются более сложные структуры, например усилитель Доэрти или усилитель с отслеживанием огибающей (ETPA – envelope tracking power amplifier), представляющие наиболее перспективные решения. В данной работе реализован усилитель мощности класса G, который является частным случаем ETPA, с диапазоном рабочих частот 0.7–1,2 ГГц, выходной мощностью 32 дБм и КПД 46%; показаны достоинства и недостатки данной структуры.

Ключевые слова: усилитель с отслеживанием огибающей, класс G, пик-фактор сигнала, CCDF, система предискажений

Для цитирования: Е.В. Леонтьев, А.С. Коротков, Ю.А. Матвеев. Усилитель мощности класса G для инфокоммуникационных систем. НАНОИНДУСТРИЯ. 2022. Т. 15, № 6. С. 368–375. <https://doi.org/10.22184/1993-8578.2022.15.6.368.375>

Received: 18.07.2022 | Accepted: 25.07.2022 | DOI: <https://doi.org/10.22184/1993-8578.2022.15.6.368.375>

Original paper

CLASS G POWER AMPLIFIER FOR INFOCOMMUNICATION SYSTEMS

Ye.V.Leontiev¹, Engineer, ORCID: 0000-0002-1477-3181 / leontiev_ev@spbstu.ru

A.S.Korotkov¹, Doct. of Sci. (Tech), prof., ORCID: 0000-0001-8407-6528

Yu.A.Matveev¹, Head of Laboratory, ORCID: 0000-0003-3736-381X

Abstract. Requirements for efficiency, compactness and linearity of power amplifiers (PA) are becoming increasingly stringent for the portable and mobile equipment. This is especially important in high power transmission where a power amplifier is housed in a separate enclosure with its own power supply and cooling system and is a major contributor to power consumption of the overall equipment. OFDM signals are widely used to improve spectral efficiency and interference immunity of digital communication channels. However, such signals have a high peak to average power ratio (PAPR), which is reflected on low efficiency of a typical Class AB power amplifier. To improve power amplifier efficiency, the more complex structures, such as the Doherty amplifier or the

¹ ФГАОУ ВО "Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого" / Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University



envelope tracking power amplifier (ETPA) are used, which represent the most promising solutions. In this paper a Class G power amplifier, a special case of ETPA, with an operating frequency range of 0.7-1.2 GHz, an output power of 32 dBm and efficiency of 46% is implemented, and the advantages and disadvantages of this structure are shown.

Keywords: envelope tracking power amplifier, class G, PAPR, CCDF, pre-distortion system

For citation: Ye.V. Leontjev, A.S. Korotkov, Yu.A. Matveev. Class G power amplifier for infocommunication systems. NANOINDUSTRY. 2022. V. 15, no. 6. PP. 368–375. <https://doi.org/10.22184/1993-8578.2022.15.6.368.375>

ВВЕДЕНИЕ

Усилитель мощности с отслеживанием огибающей представляет усилитель класса АВ, в котором напряжение питания изменяется по закону огибающей сигнала [1]. Уменьшение напряжения питания приводит к снижению максимальной выходной мощности УМ, поэтому усилитель работает с лучшим КПД при средней мощности сигнала. Когда на усилитель приходит пиковый сигнал, напряжение питания увеличивается и УМ усиливает сигнал, не искажая его. Основным достоинством усилителя ЕТРА, в отличие от усилителя Доэрти, является упрощенное широкополосное согласование усилителя мощности. УМ класса G – частный случай усилителя ЕТРА, поскольку его напряжение питания не полностью повторяет форму огибающей, а коммутируется между несколькими уровнями. УМ класса G является более эффективным решением. Как следствие, перспективно применение УМ класса G в сетях сотовой связи 5-го поколения (5G), поскольку один усилитель можно использовать для нескольких ячеек, в основе которых широкополосный усилитель класса АВ. Однако у усилителей ЕТРА имеются недостатки: изменение напряжения питания УМ приводит к амплитудно-фазовым искажениям сигнала типа "АМ-АМ" и "АМ-ФМ". Близкое повторение огибающей по напряжению питания позволяет сгладить АМ-АМ искажения [2], но АМ-ФМ искажения по-прежнему будут вносить существенный вклад в нелинейные искажения. Кроме того, полное повторение огибающей возможно только при использовании вспомогательного усилителя, например, на основе операционного усилителя (ОУ), с высокой частотой единичного усиления. Эффективность данного решения ограничивается пропускной способностью канала – для систем 5G максимальная полоса составляет 400 МГц. Усилитель класса G не требует включения ОУ и позволяет работать с широкополосными сигналами, но, как правило, имеет более высокие нелинейные искажения. Цель работы – методика расчета основных параметров усилителя мощности класса G, включая число уровней напряжения питания, значение опорного напряжения, КПД.

СИНТЕЗ УМ КЛАССА G

Рассмотрим предложенную в работах [3] структуру УМ класса G с N-коммутируемыми уровнями напряжения питания (рис.1), которая включает: собственно усилитель мощности (УМ), детектор огибающей, набор (N-1) компараторов и драйверов затвора для GaN-транзисторов в усилителе огибающей. Так как напряжение питания (V_{DDi}) в УМ класса G переменное и определяет потенциал стока GaN-транзисторов, то драйвер затвора должен обеспечивать требуемое напряжение "затвор-исток" $V_{gsi} = V_{HBi} - V_{DDi} = 5\text{ В}$, где $i = 1 \dots N - 1$, V_{HBi} – напряжение питания верхнего плеча драйвера GaN-транзисторов в открытом состоянии. Тогда при коммутации напряжения питания следует установить $V_{HBi} = 5\text{ В} - V_{DDi}$. Также следует обеспечить гальваническую развязку между компаратором и драйвером затвора. Детектор огибающей, компараторы и усилитель огибающей имеют определенную постоянную времени, в результате формируется задержка между временем детектирования и изменением напряжения питания УМ. Для компенсации данного эффекта в радиочастотном тракте используется линия задержки. В работе рассматривается усилитель огибающей (УО), который состоит из (N-1) GaN-транзисторов (GaN HEMT) и диодов (рис.1), для OFDM-сигналов.

При синтезе УМ класса G следует определить оптимальное количество уровней напряжения питания (V_{DD}). В работах [3] проводится анализ только двух- и трехуровневых ЕТРА, а в работе [4] реализован 8-уровневый УМ класса G, напряжения питания которого не соотношены с типом сигнала. Поэтому возникает необходимость расчета оптимального количества уровней V_{DD} для УМ класса G применительно к передаче OFDM-сигналов. Для этого проанализируем дополненную интегральную функцию вероятности распределения мощности сигнала (CCDF – complementary cumulative distribution function) для LTE-сигнала в тестовой конфигурации E-TM3.1, которая отражает интегральную вероятность превышения мощности сигнала среднего значения (см. табл.1). Так как отношение максимальной мощности сигнала

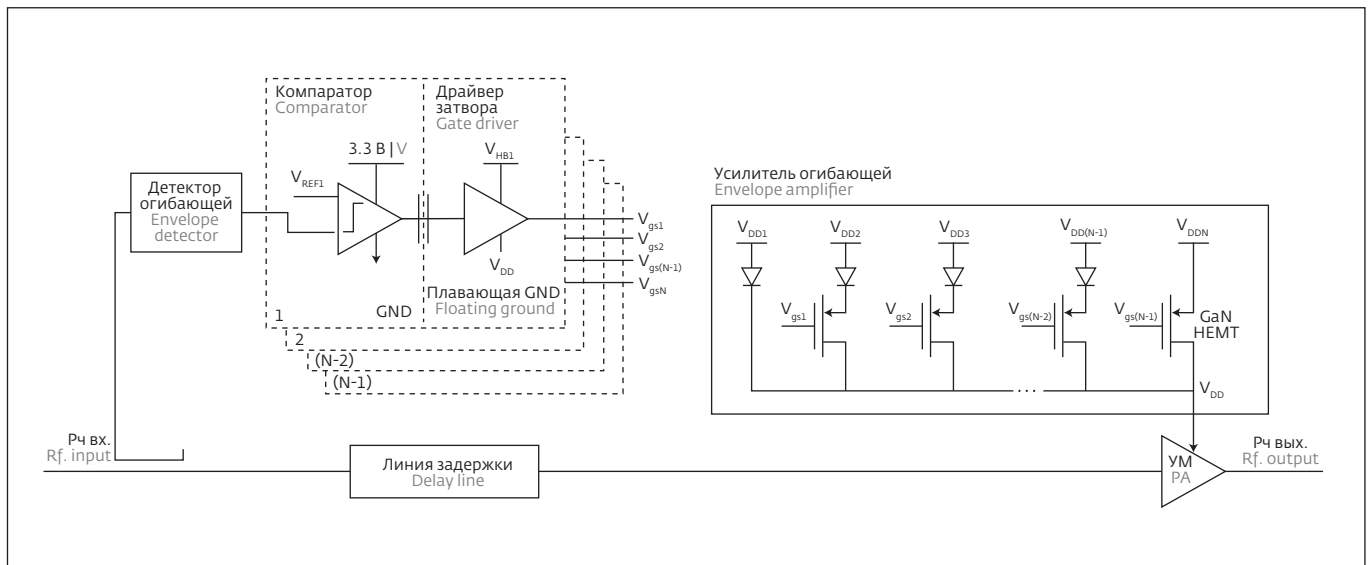


Рис.1. Структура УМ класса G

Fig.1. G Class PA structure

к среднему значению является пик-фактором, то CCDF показывает зависимость данной интегральной вероятности от пик-фактора сигнала.

Применим расчет при проектировании усилителя мощности с основным усилителем на LDMOS-транзисторах с максимальной выходной мощностью на гармоническом сигнале 30 Вт (44,5 дБм) при $V_{DD} = 28$ В, который согласован в диапазоне частот 0,7–1,2 ГГц. Так как используемый усилитель мощности имеет максимальную выходную мощность 44,5 дБм при максимальном напряжении питания 28 В, то УМ может обеспечить 2 Вт (33 дБм)

средней выходной мощности P_{avg} для LTE-сигнала с пик-фактором 11,5 дБ. Из табл.1 выберем ряд интегральных вероятностей: 1/2, 1/4, 1/8, 1/16, 1/32, 1/64, при которых пик-фактор LTE-сигнала равен: 0; 1,4; 3,2; 4,5; 5,4; 6,4 дБ соответственно. Зная среднюю мощность сигнала 33 дБм и пик-фактор при различной вероятности, определим максимальную выходную мощность, а затем требуемое напряжение питания УМ. Для расчета V_{DDi} будем считать, что максимальная выходная мощность прямо пропорциональна квадрату напряжения питания. Например, чтобы УМ эффективно усилил сигнал на средней

Таблица 1. Измерение характеристик УМ при различных параметрах УО

Table 1. Measurements of PA characteristics at various OA parameters

CCDF для LTE CCDF for LTE		Расчет Calculations		Измерения УМ PA measurements	
Вероятность Probability	PAPR	$P_{avg} + PAPR$	V_{DD}	$P_{out max}$	КПД Efficiency
	дБ dB	дБм dBm	В V	дБм dBm	%
1/2	0	33,0	7,5	35,0	58
1/4	1,4	34,4	8,8	36,3	60
1/8	3,2	36,2	10,8	37,6	64
1/16	4,5	37,5	12,5	38,2	68
1/32	5,4	38,4	14,0	39,0	69
1/64	6,4	39,4	15,2	40,5	70
1/10 ⁴	11,5	44,4	28,0	44,4	67



Таблица 2. Выбор оптимальных параметров двухуровневого УО

Table 2. Determination of two-level OA optimal parameters

Вероятность Probability		Потребляемый ток Consumption current		Расчет Calculations		
		V_{DD1}	V_{DD2}	I_{DD1}	I_{DD2}	КПД Efficiency
V_{DD1}	V_{DD2}	В В	В В	А А	А А	%
1/2	1/2	7,5	28,0	0,50	0,40	26,7
3/4	1/4	8,8	28,0	0,45	0,45	32,7
7/8	1/8	10,8	28,0	0,41	0,53	34,9
15/16	1/16	12,5	28,0	0,40	0,63	34,5
31/32	1/32	14,0	28,0	0,40	0,70	33,1
63/64	1/64	15,2	28,0	0,40	0,75	31,7
0	1	–	28,0	–	0,40	18,0

мощности 2 Вт, его максимальная выходная мощность должна быть близка к данному значению, поэтому напряжение питания следует уменьшить с 28 до 7,5 В. В табл.1 приведены полученные значения. Разработанный УМ на LDMOS-транзисторе измерен на частоте 950 МГц при различных напряжениях питания. При $V_{DD} = 7,5$ В усилитель показывают максимальную выходную мощность 35 дБм и КПД = 58%.

Далее определим требуемое опорное напряжение компаратора. Предположим, что необходимо установить V_{REF1} таким образом, чтобы напряжение питания переключалось при превышении мощности сигнала его среднего значения на 1,4 дБ. Тогда из табл.1 следует, что 75% времени (интегральная вероятность $\frac{3}{4}$) достаточно одного напряжения V_{DD1} , а 25% времени требуется максимальное напряжение 28 В. Будем считать, что при малом напряжении питания средняя мощность сигнала равна 33 дБм. Измерим потребляемый ток I_{DD1} УМ при напряжении питания равным V_{DD1} и $P_{avg} = 2$ Вт. Будем также считать, что при повышенном напряжении питания V_{DD2} средняя мощность всех пиковых значений сигнала будет равна $P_{avg} + PAPR$. В данном предположении средняя мощность сигнала при V_{DD2} равна 33 дБм + 1,4 дБм = 34,4 дБм. Оценим потребляемый ток I_{DD2} при V_{DD2} и $P_{avg} = 34,4$ дБм. Тогда, КПД для случая, когда $\frac{3}{4}$ времени подключено напряжение питания V_{DD1} , а $\frac{1}{4}$ времени подключено напряжение V_{DD2} рассчитывается следующим образом:

$$\text{КПД} = \frac{P_{avg}}{\frac{3}{4}I_{DD1}V_{DD1} + \frac{1}{4}I_{DD2}V_{DD2}} \cdot 100\% = 32,7\%.$$

В табл.2 показана эффективность УМ класса С при различной интегральной вероятности при средней мощности $P_{avg} = 2$ Вт. Из табл.2 следует, что для более эффективного усиления LTE-сигнала двухуровневый УМ класса С должен 1/8 часть времени (12,5%) работать при 28 В и 87,5% времени при $V_{DD1} = 10,8$ В. Поэтому опорное напряжение компаратора следует установить таким образом, чтобы V_{DD} переключалось при превышении мощности сигнала его среднего значения на 3,2 дБ, что соответствует интегральной вероятности 1/8.

Далее, согласно приведенному расчету, были произведены измерения трехуровневого УМ класса С и выбран наилучший результат, который показал, что в трехуровневом УМ класса С максимальный КПД равен 39,1% и достигается при $V_{DD1} = 7,5$ В (50% времени), $V_{DD2} = 14$ В (47% времени), $V_{DD3} = 28$ В (3% времени). Если задействовать все семь напряжений питания, показанных в табл.1, то максимально возможный КПД составит 40%. Таким образом, увеличение числа коммутируемых уровней V_{DD} с двух до трех позволит увеличить КПД на 4,2%, в то время как увеличение количества уровней с трех до семи – только на 0.9%, поэтому целесообразно для OFDM-сигнала проектировать двух или трехуровневые УМ класса С. Следует заметить, что выбор значений V_{DD} в табл.1 подразумевает, что сигнал не будет испытывать компрессию, поэтому при малой компрессии усилитель может работать с большей эффективностью и теоретическое ограничение КПД = 40% может быть преодолено.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Трехуровневый УМ класса С реализован согласно структуре, показанной на рис.1.

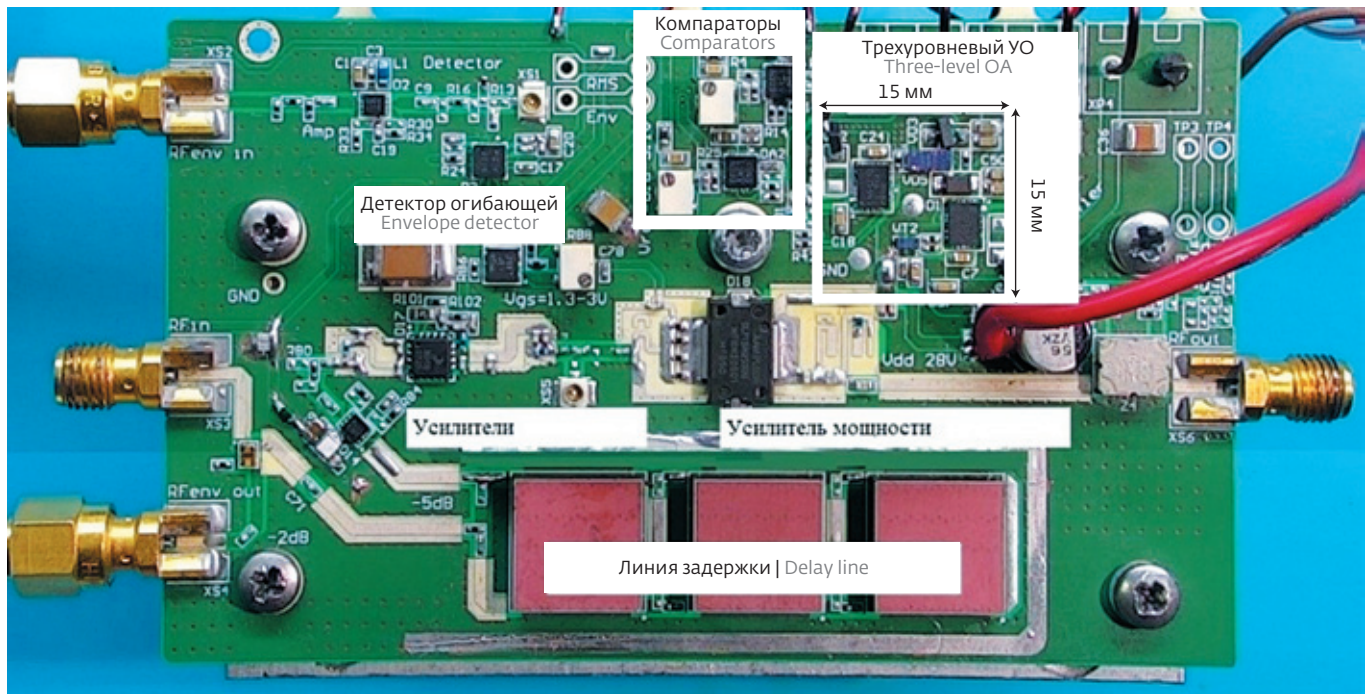


Рис.2. Прототип УМ класса G
Fig.2. Class G PA prototype

В радиочастотном тракте перед основным УМ включены два каскада предварительных усилителей. Потребляемая мощность предварительных усилителей составляет 6 Вт и не учитывается в расчете КПД УМ. В схему входит: линия задержки, состоящая из трех звеньев DL246A, детектор огибающей ADL5511, компараторы LTC6752, GaN-транзисторы EPC8009. GaN-транзистор был выбран, исходя

из возможности пропускания максимального тока 2 А при минимальной входной емкости транзистора 45 пФ [5]. В схеме УО используются диоды PMEG10020 с минимальной емкостью 28 пФ при приложенном напряжении 10 В и максимальным током 2 А. На рис.2 приведена фотография прототипа усилителя. На рис.3 и 4 показаны результаты измерения модуля и фазы параметра S_{21} на векторном анализаторе

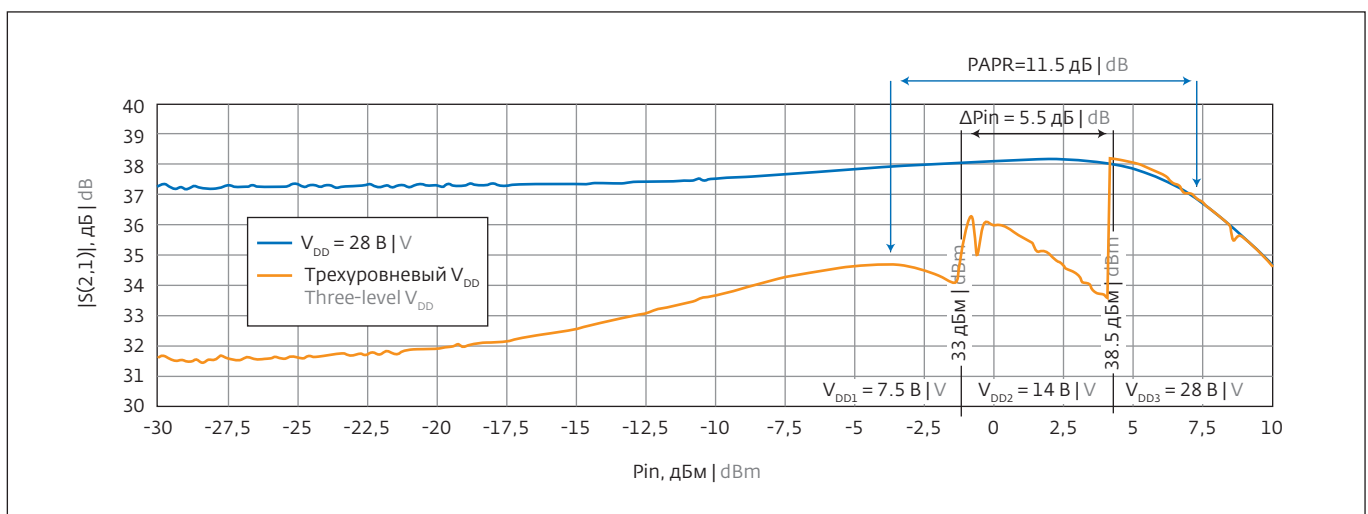


Рис.3. Искажения типа "AM-AM"
Fig.3. "AM-AM" distortion

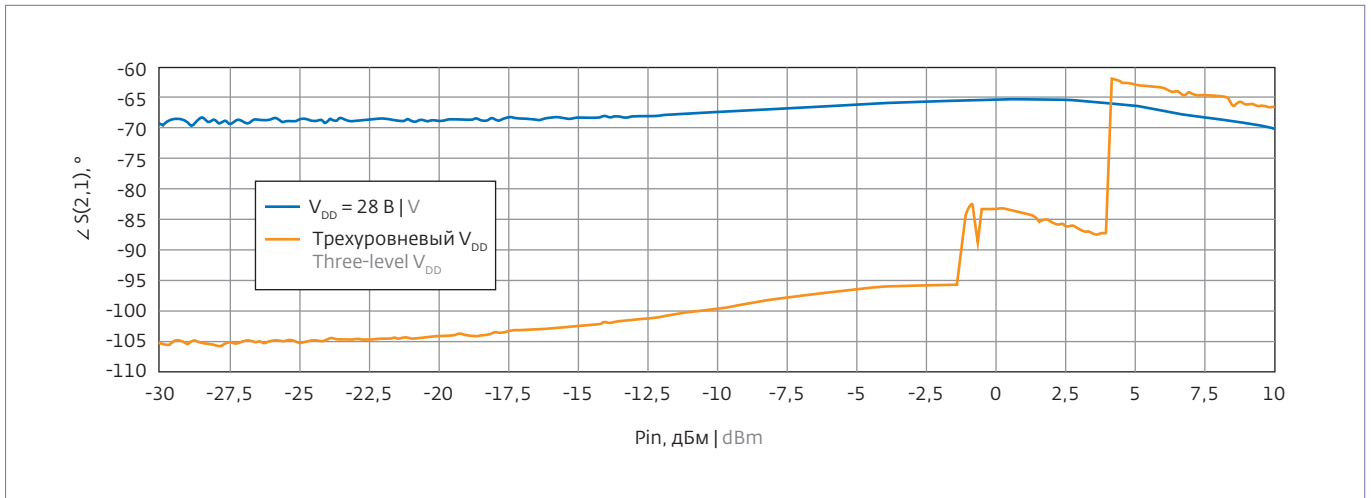


Рис.4. Искажения типа "AM-ФМ"

Fig.4. "AM-PM" distortion

на частоте 950 MHz для постоянного $V_{DD} = 28$ В и для трехуровневой коммутации V_{DD} .

Кроме изменения коэффициента усиления при изменении питания (рис.3), УМ испытывает скачок фазы на 30 град (рис.4). Модуль протестирован при входном сигнале LTE (E-TM3,1, BW = 5 МГц). На рис.5, 7 показано внеполосное излучение и относительная мощность в соседнем канале (ACPR – adjacent channel power ratio). На рис.6, 8 показана зависимость CCDF для выходного сигнала. УМ измерен в режиме двух- и трехуровневого переключения V_{DD} . Двухуровневое переключение реализовано при $V_{DD1} = 10,8$ В в соответствии с оптимальным значением из табл.2. Опорное напряжение

компаратора V_{REF1} приравнено к V_{REF2} , чтобы переключение из $V_{DD1} = 10,8$ В переходило в $V_{DD3} = 28$ В, минуя V_{DD2} . Значение V_{REF} составило 2,35 В.

Сравнение КПД для трех- и двухуровневого переключения V_{DD} показано на рис.9.

При средней мощности 33 дБм КПД двухуровневого УМ равно 41,3% и отличается от теоретического значения 34,9% на 6,4%. Для трехуровневого режима измеренное значение КПД 48,9% отличается от теоретического значения 39,1% на 9,8%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена методика расчета и реализован усилитель мощности с отслеживанием

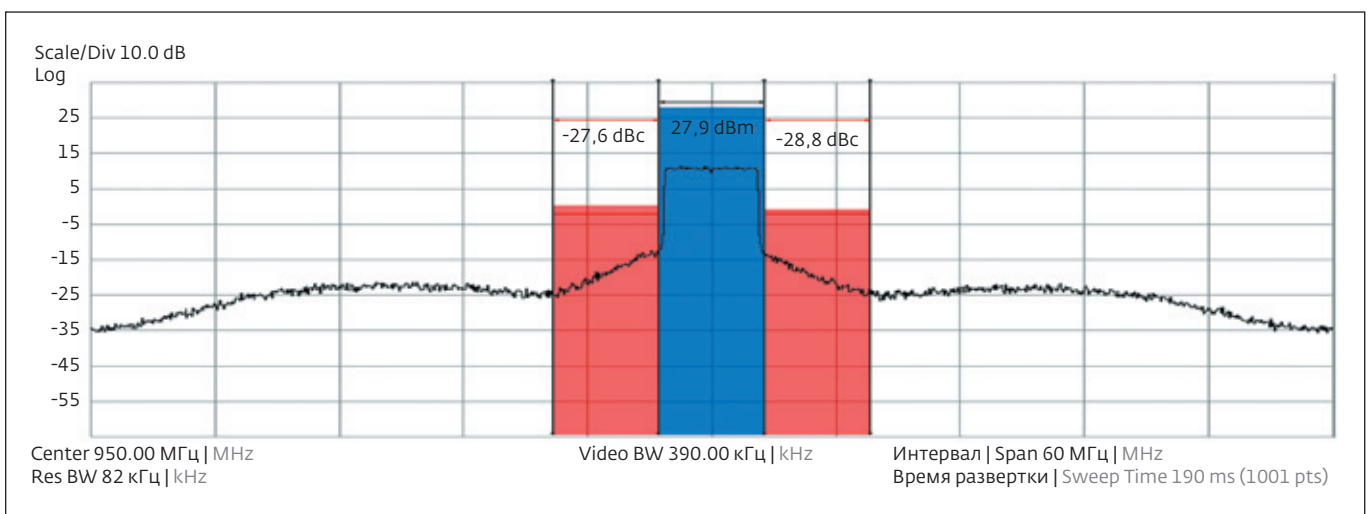


Рис.5. ACPR при трех уровнях переключения V_{DD}

Fig.5. ACPR at three levels of V_{DD} switching

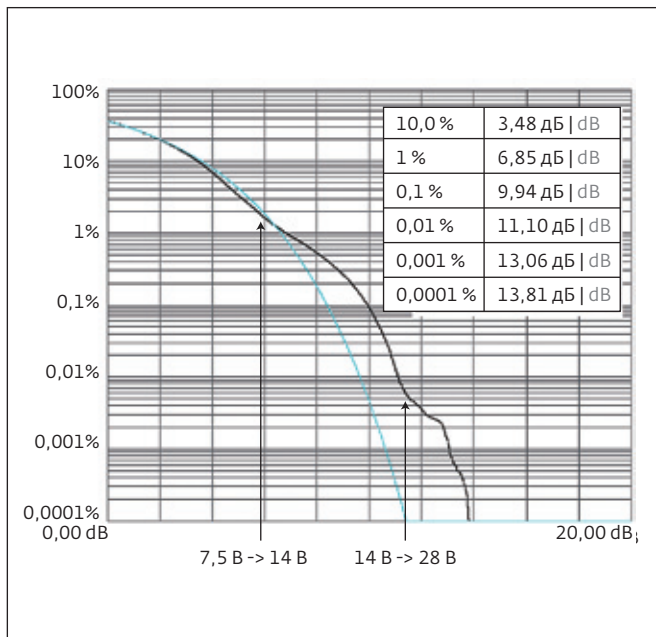


Рис.6. CCDF при трех уровнях переключения V_{DD}
Fig.6. CCDF at three levels of V_{DD} switching

оггибающей класса С. Особенностью разработки является усилитель оггибающей, который в данном прототипе построен на основе НЕМТ GaN-транзисторов компании EPC и имеет размер 15×15 кв. мм. Следует заметить, что полное интегральное решение будет также включать все формирователи напряжений V_{DD1} , V_{DD2} , V_{DD3} , а также V_{HB1} и V_{HB2} (рис.1). При выборе детектора оггибающей, компараторов и драйвера GaN-транзисторов был сделан акцент

на уменьшении времени запаздывания сигнала. Тем не менее значение данной величины остается существенным и равным 20 нс. В связи с этим в топологии прототипа имеется линия задержки. Если разработать интегральное решение, позволяющее детектировать оггибающую сигнала и формировать импульсы для затворов GaN-транзисторов с минимальным временем запаздывания, то компенсирующая линия задержки РЧ-сигнала будет иметь меньшие размеры.

Результаты измерения показывают сравнительно высокую нелинейность усилителя класса С. Однако, как видно из графиков CCDF на рис.6 и 8, усилитель испытывает малую компрессию перед тем, как увеличивается напряжение питания до следующего уровня. Это означает, что данная нелинейность может быть компенсирована алгоритмами предискажений, например в цифровой части передатчика (digital pre-distortion - DPD) [6] или в радиочастотной части (radio frequency pre-distortion - RFPD) [7]. Разработанный прототип при использовании трехуровневого усилителя оггибающей имеет при $P_{out} = 32$ дБм КПД = 46% и АСРР = -20 дБн, поэтому актуально исследование алгоритмов DPD как наиболее эффективных для данной задачи и уменьшающих АСРР ниже -50 дБн.

ИНФОРМАЦИЯ О РЕЦЕНЗИРОВАНИИ

Редакция благодарит анонимного рецензента (рецензентов) за их вклад в рецензирование этой работы, а также за размещение статей на сайте журнала и передачу их в электронном виде в НЭБ eLIBRARY.RU.

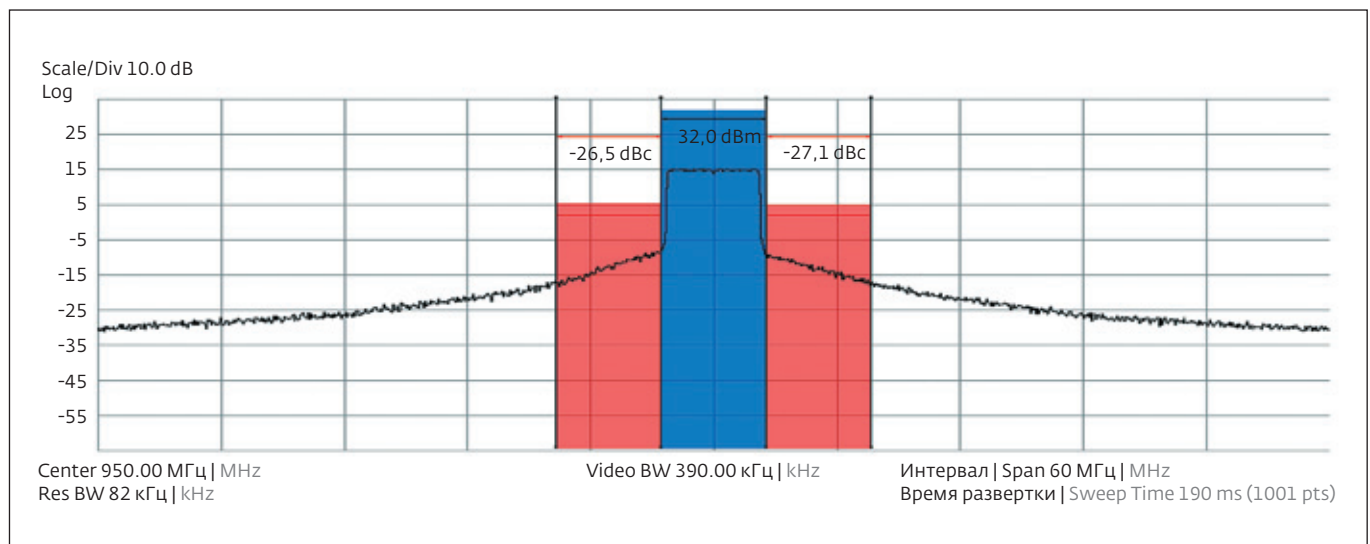


Рис.7. ACPR при двух уровнях переключения V_{DD}
Fig.7. ACPR at two levels of V_{DD} switching

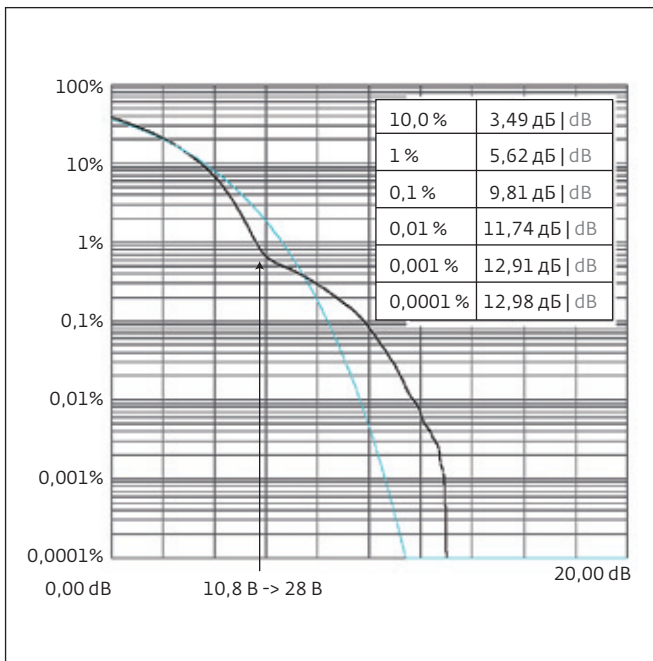


Рис.8. CCDF при двух уровнях переключения V_{DD}
Fig.8. CCDF at two levels of V_{DD} switching

ЛИТЕРАТУРА / REFERENCE

1. Wang Zh. Envelope Tracking power amplifiers for wireless communications. Artech House. London, 2014.
2. Wolff N., Bengtsson O., Schmidt M., Berroth M., Heinrich W. Linearity analysis of a 40 W class-G-modulated microwave power amplifier. Proc. 45th European Microwave Conference. Paris, 4 pages, 2015.
3. Wolff N., Heinrich W.F., Bengtsson O. Highly Efficient 1.8-GHz Amplifier With 120-MHz Class-G Supply Modulation. IEEE Trans. Microw. Theory Techn., Vol. 65(12), PP. 5223–5230, 2017.
4. Florian C., Cappello T., Paganelli R.P., Niesen D., Filicori F. Envelope Tracking of an RF High Power Amplifier With an 8-Level Digitally Controlled GaN-on-Si Supply Modulator, IEEE Trans. Microw. Theory Techn., 2015. Vol. 63, PP. 2589–2602.
5. Электронный ресурс: <http://epc-co.com/epc/Products/eGaNfetsandICs/EPC8009.aspx>
6. Zhu A., Draxler P.J., Hsia Ch., Brazil T.J., Kimball D.F., Asbeck P.M. Digital predistortion for envelope-tracking power amplifiers using decomposed piecewise Volterra series, IEEE Trans. Microw. Theory Techn., 2008. Vol. 56, PP. 2237–2247.
7. Roger F. A 200mW 100MHz-to-4GHz 11th-order complex analog memory polynomial predistorter for wireless infrastructure RF amplifiers. Proc. IEEE International Conference on Solid-State Circuits (ISSCC). 2013. San Francisco, PP. 94–96.

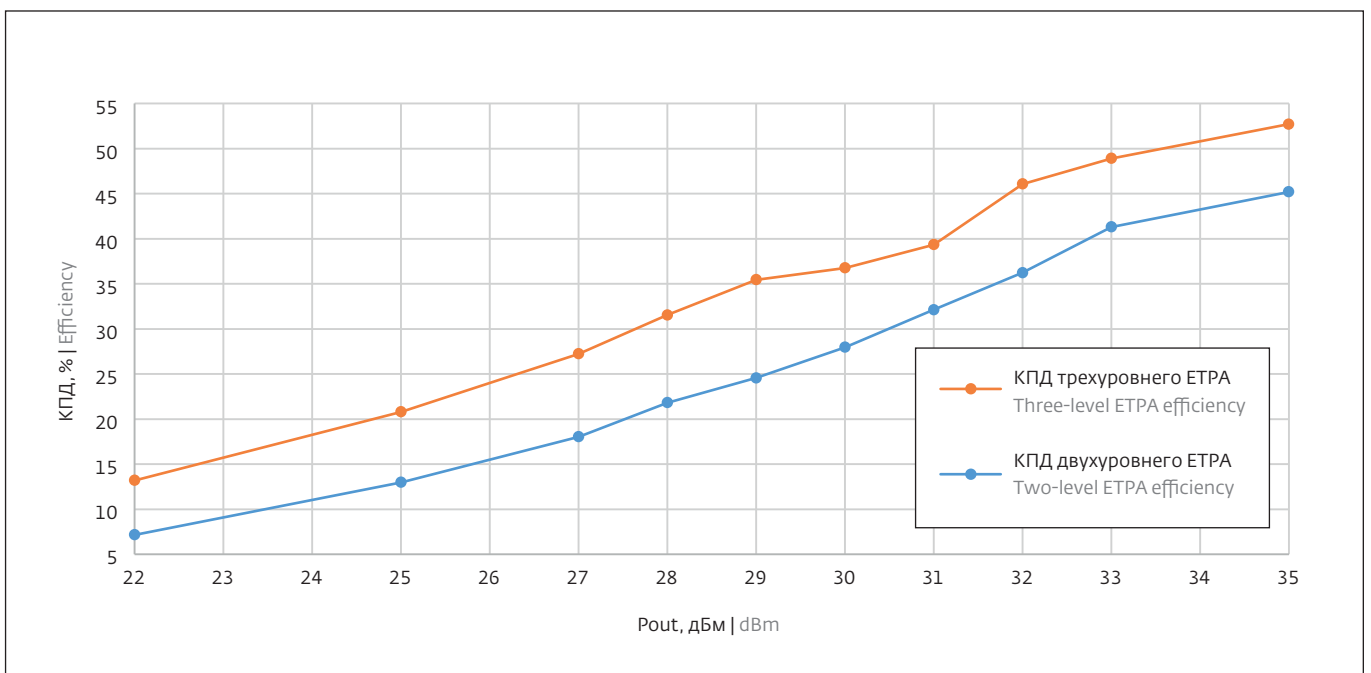


Рис.9. Зависимость КПД от средней мощности LTE-сигнала
Fig.9. Efficiency versus LTE-signal average power